

## 新理論に基づく

## 誘導機の高速度・高効率制御法

野口 敏彦 高橋 勲

(長岡技術科学大学)

## 1. 緒言

誘導電動機の高性能トルク制御法としてベクトル制御が一般に使用されるようになった。これは誘導電動機を直流電動機的に考えて、二次鎖交磁束とトルク成分電流との直交性に基づき瞬時的なトルク制御を論ずるものである<sup>(1)(2)</sup>。しかし、この理論では誘導電動機とそれを駆動する可変周波数電源とを個別に考えており、後者で完全な電流制御を実現できた場合のみを仮定している。したがって、現実的な問題として電流追従形インバータ等でベクトル制御を行った場合、それがスイッチング動作に基づく電力増幅器であることやインバータ飽和時などの電流追従特性までは充分考慮されていないように思われる。

筆者らは先の論文<sup>(3)</sup>で、ベクトル制御とはまったく異なった瞬時的なすべり周波数制御の原理に基づく誘導電動機の高速度トルク制御法を提案した。本方式は最適なPWM出力電圧パターンによる瞬時トルクと一次鎖交磁束の二次元的なリミットサイクル制御に基づくものであり、インバータを含めた誘導電動機の2要素の最適化を実現できる。すなわち、スイッチングテーブルを用いて最適インバータ出力電圧ベクトルの選択を行い、スイッチング周波数の低減と同時に誘導電動機の高調波損失低減、トルク応答の高速化が達成される。

本論文では上述の新制御法に関して、負荷状態や運転頻度に応じた高効率運転及び高速トルク応答を実現する手法、並びに低速運転時の定数変動に対する新たな検討を加え、さらに従来のベクトル制御法と本方式の特性比較について述べる。

## 2. ベクトル制御と本制御方式の比較

## 2.1. 原理的比較

本方式はベクトル制御に代わる新しい高性能制御法として位置づけることができる。ここでは両者の制御原理面について比較を行う。図1(a)は展型的なベクトル制御による駆動システムを示している。この方式は磁束フィードフォワード形ベクトル制御と呼ばれ、一次電流の磁束成分指令値  $I_d^*$  とトルク成分指令値  $I_q^*$  を二次鎖交磁束指令値  $\psi_2^*$  とトルク指令値  $T^*$  から電動機定数を用いて演算する。 $I_d^*$  と  $I_q^*$  は回転子の位置検出器を用いて回転座標変換することにより一次電流指令値  $i_1^*$  に変換される。 $I_d^*$ 、 $I_q^*$  及び

すべり角周波数指令値  $\omega_s^*$  は

$$I_o^* = \frac{L_{22}}{R_2} \frac{1}{M} \left( p + \frac{R_2}{L_{22}} \right) \psi_2^* \quad , \quad I_T^* = \frac{L_{22}}{M} \cdot \frac{T^*}{\psi_2^*} \quad , \quad \omega_s^* = R_2 \frac{T^*}{\psi_2^{*2}} \quad (1)$$

で表される。ただし、 $R_2$  は二次抵抗、 $L_{11}$ 、 $L_{22}$  は一次及び二次自己インダクタンス、 $M$  は相互インダクタンスである。これらより一次電流指令値は

$$i_{1a}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} i_1^* \cos \theta_1^* \quad , \quad i_{1b}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} i_1^* \cos \left( \theta_1^* - \frac{2}{3} \pi \right) \quad ,$$

$$i_{1c}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} i_1^* \cos \left( \theta_1^* - \frac{4}{3} \pi \right) \quad (2)$$

$$i_1^* = \sqrt{I_o^{*2} + I_T^{*2}} \quad , \quad \theta_1^* = \theta_m + \int \omega_s^* dt + \tan^{-1} \left( \frac{I_T^*}{I_o^*} \right)$$

のように演算される。ただし、 $\theta_m$  は回転子の位置である。この式で表されたように、ベクトル制御では瞬時トルクと二次鎖交磁束指令値に関する情報が一次電流指令値の振幅、周波数、位相として盛り込まれる。電流追従形インバータを用いた場合には、電流マイナーループによってこれらの電流指令値に追従するよう一相ごとに電流制御される。以上よりベクトル制御には次の点に問題が残されていると考えられる。

(1) 電動機定数が設定した値から変動すると定常状態、過渡状態の両面にわたって制御特性の劣下を招く<sup>(4)(5)</sup>。

(2) 通常のシステムでは3個の独立したヒステリシスコンパレータによって電流制御が行われるため、PWMパターンの最適化が必ずしも実現されているわけではなく、インバータスイッチング周波数の増加や電動機のトルクリップル、高調波損失等の増加を避けられない。また、インバータの出力電圧には限度があるため、インバータ飽和時に十分な電流制御特性を期待できない。

一方、図1(b)に示したように本方式は電動機変数として一次電圧・電流から一次鎖交磁束  $\psi_1$  と瞬時トルク  $T$  を演算し、適当なインバータスイッチングモードを選択することによりこれら変数のリミットサイクル制御を行

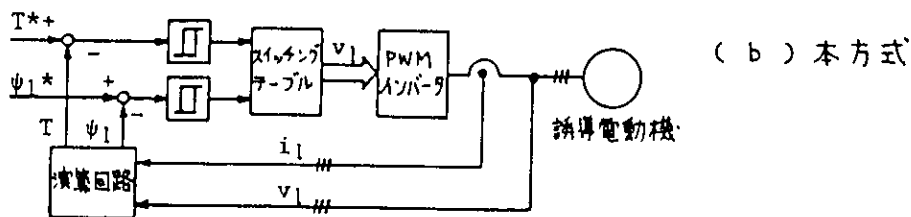
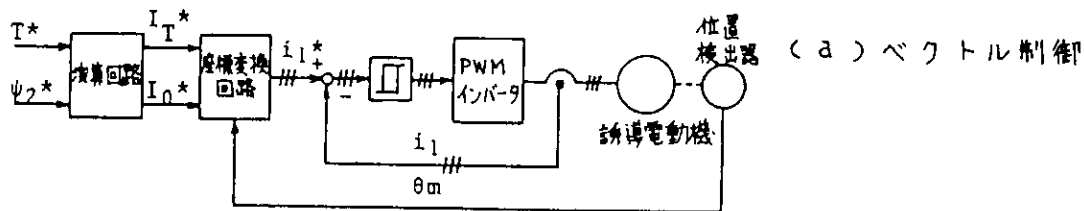


図1 制御原理の比較

う。すなわち、スイッチングモードの選択は磁束とトルクの誤差がある微小なヒステリシスの中に制限されると同時に、高速なトルク応答と高効率運転が達成されるように行われる。

本方式は基本的に一次鎖交磁束一定制御下における瞬時すべり周波数制御とも考えることができる<sup>(6)</sup>。瞬時すべり角周波数を  $\dot{\theta}_s$  とすると、 $\dot{\theta}_s$  のステップ変化に対し誘導電動機のトルク応答は次式のようになる。

$$T = \frac{\dot{\theta}_s R_2 M^2 I_0^2}{z^2} - \left[ \frac{R_2 M^2 I_0^2}{\ell z} \sin(\dot{\theta}_s t + \alpha) - \frac{L_{11} I_0}{\ell} \{L_{22} I_0 - \ell R_e(I_1|_{t=0})\} \sin \dot{\theta}_s t - L_{11} I_0 \operatorname{Im}(I_1|_{t=0}) \cos \dot{\theta}_s t \right] e^{-\frac{R_2}{\ell} t} \quad (3)$$

ただし、 $\ell = (L_{11} L_{22} - M^2) / L_{11}$ 、 $z = \{R_2^2 + (\dot{\theta}_s \ell)^2\}^{1/2}$ 、 $\alpha = \tan^{-1}(\dot{\theta}_s \ell / R_2)$  であり、 $I_0$  は一次鎖交磁束に対する励磁電流(基本ベクトル)、 $I_1$  は一次電流ベクトルである。式(3)よりトルクのステップ応答は減衰振動を伴った指数関数的な変化を示すことがわかる。さらに式(3)を時間  $t$  で微分して  $t=0$  を代入すると、 $\dot{\theta}_s$  がステップ的に変化した瞬間のトルクの変化率が得られる。

$$\left. \frac{dT}{dt} \right|_{t=0} = \frac{L_{11} I_0}{\ell} \left[ \frac{R_2^2 M^2}{R_2^2 + (\dot{\theta}_s|_{t=0} \ell)^2} \cdot \frac{I_0}{L_{11}} \dot{\theta}_s - R_2 \operatorname{Im}(I_1|_{t=0}) \right] \quad (4)$$

式(4)より  $\dot{\theta}_s$  とトルクの変化率はほぼ比例関係にあり、 $\dot{\theta}_s$  の係数が正であるから  $\dot{\theta}_s$  を増大させる程トルクの変化は急峻になることがわかる。図2は  $\dot{\theta}_s$  のステップ変化に対するトルク過渡応答のシミュレーション結果である。

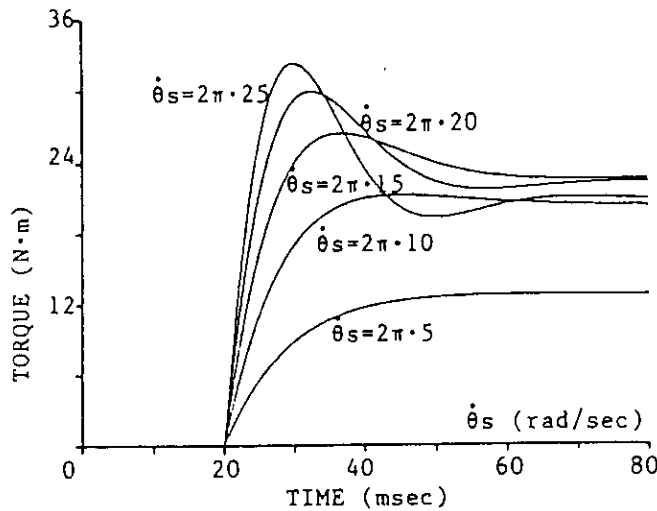


図2  $\dot{\theta}_s$  のステップ変化に対するトルク過渡応答

この図に示されたように定常的には  $\dot{\theta}_s = 2\pi \cdot 15$  rad/sec 付近で最大トルクとなるが、過渡的には瞬時すべり角周波数のステップ変化量を可能な限り大きくすることにより非常に急峻なトルク応答が得られる。したがって、前述のスイッチングモード選択においては、常に最大の  $\dot{\theta}_s$  が得られる一次電圧ベクトル  $v_1$  を出力できるようにスイッチングテーブルがプログラムされている。

## 2. 2. シミュレーションによる特性比較

デジタルシミュレーションによりベクトル制御と本方式の比較を行った。この場合、特にPWMスイッチングパターンや誘導電動機のトルクリップル

及び高調波電流・磁束等に注目する。なお、シミュレーションの対象としたシステムの定数は表1のようなものを用いており、比較のために両方式の平均スイッチング周波数、インバータ直流リンク電圧は等しくしてある。

図3(α)にベクトル制御、同図(β)に本方式のトルクステップ応答を示す。上から順に一次線間電圧・電流、瞬時トルク、一次鎖交磁束ベクトル軌跡の波形である。これらのシミュレーション結果からわかるように、独立した電流マイナーループとヒステリシスコンパレータで一相ごとに電流追従制御を行うベクトル制御と比較して本方式は以下の特長を有する。

(1) PWMスイッチングパターン      ベクトル制御の場合は線間電圧波形の半周期ごとに正負両方の電圧が発生する期間が存在する。これに対し、本方式はそのような期間は一切存在せず、良好なPWMスイッチングパターンが得られている。すなわち、ベクトル制御で用いられている電流制御法ではインバータ出力電圧ベクトルの選択が必ずしも最適化されているわけではなく、無駄なスイッチングを多く行っていることになる。本方式の場合、スイッチングテーブルを用いることにより三相一括してベクトル的に最適な電圧ベクトルの選択が行われるため、非常に合理的なスイッチングが可能であるといえる。

(2) 瞬時トルク      図3の瞬時トルク波形を見てもわかるように、定常状態のトルクリップルに関しては本方式の方が明らかに小さく、ベクトル制御のそれに対して約1/2に改善することができる。本方式の場合、瞬時トルクのリミットサイクル制御が行われており、瞬時トルクが指令値に対してある微小なヒステリシス幅で決まる誤差内に制限されるようにPWMパターンの最適化が行われている。一方、5 N·mから15 N·mのトルクステップ応答はベクトル制御で約3 msec、本方式では約4 msecとなっており、両者とも高速な応答が得られている。ベクトル制御によれば瞬時的なトルク応答が可能であるといわれているが、これは誘導電動機を駆動する可変周波数電源で完全な電流制御が行われた場合を仮定している。しかし、実際の電流追従形インバータで駆動した場合には直流リンク電圧の制限から十分な電流制御特性が得られず、瞬時的なトルク応答は期待できない。これに対して、本方式はトルクリップルの低減と高速なトルク応答を両立することが可能であるため、優れたトルク制御法であると考えられる。

(3) 高調波電流・磁束      図3より一次電流波形に関しては両者とも

$R_1$ : 0.5 $\Omega$ 、	$R_2$ : 1.0 $\Omega$ 、	$L_{11}$ : 0.105 H、
$L_{22}$ : 0.105 H、	$M$ : 0.1 H、	極数 : 2、
$\dot{\theta}_m$ : 188.5 rad/sec (1800 rpm)、		
$V_{dc}$ : 280 V、	$f_s$ : 2.5 kHz	

表1 システム定数

良好な正弦波とな、ていることがわかる。一方、一次鎖交磁束軌跡がらわかるように、本方式に対してベクトル制御は微細なリップルが非常に多く存在している。このことからベクトル制御の場合はPWMパターンの最適化という点で問題を残しているといえよう。これに対して本方式ではこの点が改善されており、高調波磁束を大幅に低減できる。特に低速運転時には両者の差異が顕著となり、電流追従制御によるPWMパターンでは、磁束軌跡にループが多数発生するため高調波損失が本方式に比べて大きくなる。

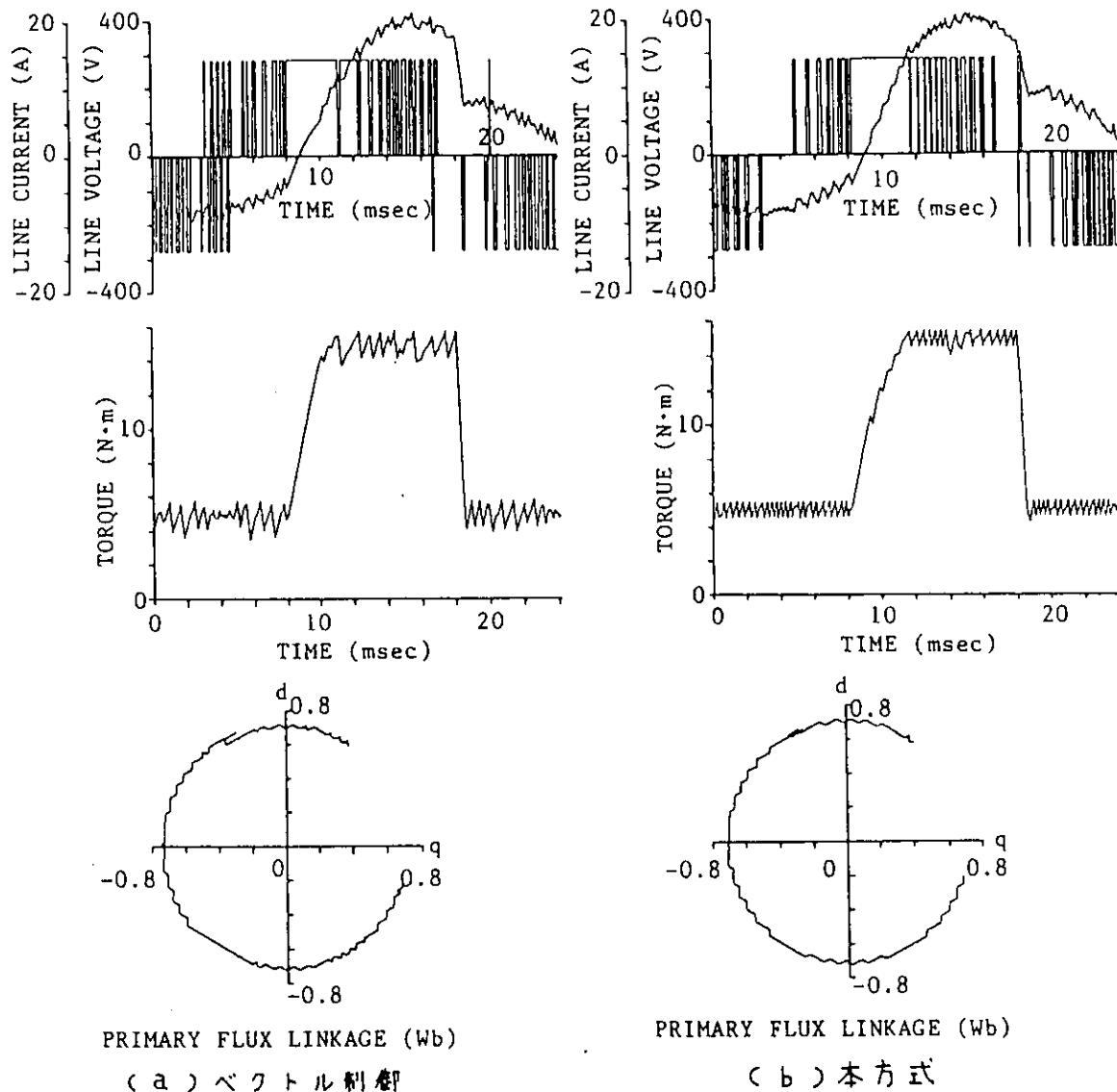


図3 シミュレーション結果

### 3. 効率改善のための磁束制御

効率改善は主に定常状態にのみに必要であり、一次鎖交磁束の大きさを適当に制御して達成される。すなわち、トルク指令値に対してある関係を持ちながら磁束を自動的に設定することにより最大効率が得られる。

定常状態における誘導電動機的全損失は次式で表される。

$$P_{loss} = R_1 I_1^2 + R_2' I_2'^2 + R_i I_0^2 \quad (5)$$

ただし、 $R_2'$  は一次側換算二次抵抗、 $R_i$  は鉄損（渦電流損）の等価抵抗、 $I_1$ 、 $I_2'$ 、 $I_0$  はそれぞれ一次電流、一次側換算二次電流、励磁電流の実効値である。図4は誘導電動機の円線図を示しており、この図で $\theta$ は $I_2'$ と $I_0$ の位相差である。 $I_1$ 、 $I_2'$ 、 $I_0$ には次の関係が存在する。

$$I_1^2 = I_0^2 + I_2'^2 + 2I_0 I_2' \cos \theta \quad (6)$$

したがって、上式を式(5)へ代入すると、 $P_{loss}$ は次のように書きかえられる。

$$P_{loss} = (R_1 + R_2') I_2'^2 + (R_1 + R_i) I_0^2 + 2R_1 I_0 I_2' \cos \theta \quad (7)$$

また、トルクは磁束と二次電流の直交成分の積で与えられるから

$$T = L_{11} I_0 I_2' \sin \theta \quad (8)$$

と表される。一方、 $I_2'$ は図4の円C上に存在し、漏れリアクタンスによる電圧降下 $\omega(L_{11}/M)^2 \ell I_2'$ と励磁リアクタンスによる電圧降下の余弦成分 $\omega L_{11} I_0 \cos \theta$ は等しいので $I_2'$ と $I_0$ の関係は

$$I_2' = \frac{L_{11}}{(L_{11}/M)^2 \ell} I_0 \cos \theta \quad (9)$$

となる。式(9)を式(7)及び式(8)へ代入して、両式から $I_0$ を消去すると $P_{loss}$ と $T$ の関係式が導かれる。

$$P_{loss} = \frac{2(L_{11}/M)^2 \ell T}{L_{11}^2} \left( \frac{A \cos^2 \theta + B}{\sin 2\theta} \right) \quad (10)$$

ただし、

$$A = \frac{L_{11}}{(L_{11}/M)^2 \ell} \left[ \frac{L_{11}(R_1 + R_2')}{(L_{11}/M)^2 \ell} + 2R_1 \right]$$

$$B = R_1 + R_i$$

である。式(10)は次の $\theta$ で最小値をとる。

$$\theta = \tan^{-1} \sqrt{\frac{A+B}{B}} \quad (11)$$

したがって、式(11)を式(8)及び式(9)へ代入し、両式から $I_2'$ を消去することにより、 $P_{loss}$ が最小、すなわち最大効率が得られるトルクと一次鎖交磁束の関係が求められる。

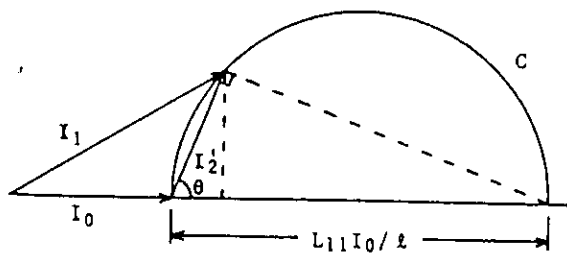


図4 誘導電動機の円線図

$$T = \frac{1}{(L_{11}/M)^2 \ell} \frac{\sqrt{AB+B^2}}{A+2B} \psi_1^2 \quad (12)$$

式(12)より、一次鎖交磁束の大きさはトルクの平方根に比例して制御されればよいことがわかる。

以上の解析から、定常状態では最大効率が得られ、過渡状態が頻繁に

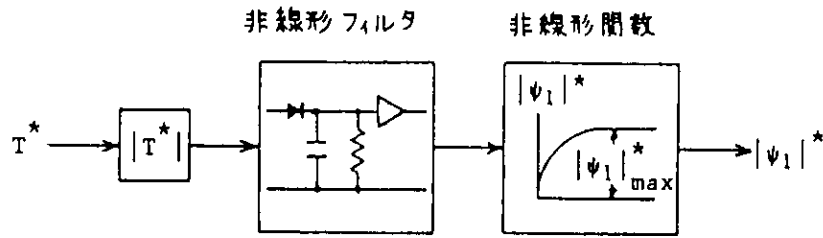


図5 効率改善の磁束制御ブロック図

続く場合には最良のトルク応答が得られるような磁束制御法を考えなければならぬ。図5は磁束制御部を示しており、この制御ブロックは非線形フィルタと非線形関数発生器から構成されている。まず、トルク指令値  $T^*$  は絶対値がとられ、ダイオードを有するフィルタに入力される。このフィルタの充電時定数は非常に小さく、逆に放電時定数は非常に大きい。これらの時定数はトルク指令値の変化の頻度によって適当に決定される。したがって、 $T^*$  が頻繁に変化するような場合には、このフィルタはピークホルダのように動作する。非線形関数発生器は式(12)から得られる関数を有しており、出力される一次鎖交磁束指令値  $|\psi_1|^*$  は  $T^*$  の平方根に比例することになる。

#### 4. 磁束演算の補償法

先の論文<sup>(3)</sup>で述べたように、本方式では一次鎖交磁束ベクトル  $\psi_1$  を求めるのに次の演算法を用いている。

$$\psi_1 = \int (v_1 - R_1 i_1) dt \quad (13)$$

ただし、 $v_1$  は一次電圧ベクトル、 $i_1$  は一次電流ベクトルである。この方法によれば次のような利点がある。

- (1) 一次側の変数だけから積分器を用いて簡単に  $\psi_1$  を演算することができる。
- (2) 二次抵抗の変動にほとんど影響されずに  $\psi_1$  を演算することができる。

本方式では瞬時トルクの演算も行われ、これは  $\psi_1$  と  $i_1$  の外積で求められる。したがって、瞬時トルクの点でも式(13)で求められる  $\psi_1$  が用いられるため、二次抵抗変動の影響を受けない演算が可能であるといえる。しかし、極低速運転時には以下のような問題が生ずると考えられる。

- (1) 零速度及びその近傍では積分動作が完全になされない。
- (2) 一次抵抗の変動によって  $\psi_1$  の演算が影響を受け、 $R_1$  の値が設定値から変動した場合には  $\psi_1$  の制御が不安定となりうる。

実際には1~2 Hz以下の運転周波数でこのような問題が存在するだけで、それ以上の領域ではほとんど問題とならない。したがって、極低速運転時にだけ別の磁束演算法を用い、その他の場合には式(13)を用いて  $\psi_1$  を求める手法を考えなければならぬ。以下にその手法を説明する。

回転子と同期して回転する  $\alpha$ - $\beta$  座標系における誘導電動機の特性格方程式は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_1' \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + (p + j\dot{\theta}_m)L_{11} & (p + j\dot{\theta}_m)M \\ PM & R_2 + pL_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_1' \\ \bar{i}_2' \end{bmatrix} \quad (14)$$

さらに、一次鎖交磁束ベクトル  $\psi_1'$  は

$$\psi_1' = L_{11}\bar{i}_1' + M\bar{i}_2' \quad (15)$$

で与えられる。以上の式中で用いられた瞬時ベクトルはすべて  $\alpha$ - $\beta$  座標上のものである。式(14)の回転子側の方程式より  $\bar{i}_2'$  を求め、式(15)へ代入すると、 $\psi_1'$  は次式のように  $\bar{i}_1'$  の関数として得られる<sup>(7)</sup>。

$$\psi_1' = L_{11} \frac{1 + p(L/R_2)}{1 + p(L_{22}/R_2)} \bar{i}_1' \quad (16)$$

ここで、 $\psi_1$ 、 $\bar{i}_1$  を  $d$ - $q$  静止座標上のベクトルとすると、 $\alpha$ - $\beta$  座標上の  $\psi_1'$ 、 $\bar{i}_1'$  とこれら之間に次の回転座標変換を表わす関係式が存在する。

$$\psi_1 = \psi_1' e^{-j\theta_m}, \quad \bar{i}_1' = \bar{i}_1 e^{j\theta_m} \quad (17)$$

したがって、式(16)と式(17)より、 $\psi_1$  は次式のように求められる。

$$\psi_1 = \left[ L_{11} \frac{1 + p(L/R_2)}{1 + p(L_{22}/R_2)} \{ \bar{i}_1 e^{j\theta_m} \} \right] e^{-j\theta_m} \quad (18)$$

式(18)より、一次鎖交磁束ベクトルは一次電流ベクトルと回転角から求められる。この演算法によれば低速時でも安定に制御が行えることがわかる。

以上より一次鎖交磁束を正確に演算するために、比較的高速な運転領域では式(13)を用い、2Hz以下のような低速運転領域では式(18)を用いてこれらの切り換えが自動的に、しかも滑らかに行われなければならない。図6は磁束演算補償回路を示しており、単純な一次遅れ回路から構成されている。一次遅れ回路へは式(13)の微分に対応する  $p\psi_1 T_c$  と式(18)より求められる  $\psi_1$  の和が入力されるため、出力は結局  $\psi_1$  となる。たとえば、低速運転時には  $\omega T_c \ll 1$  と近似できるので、回路の伝達関数はほぼ1となり式(18)で求めた  $\psi_1$  が出力される。逆に、高速運転時には  $1 \ll \omega T_c$  が成り立つた

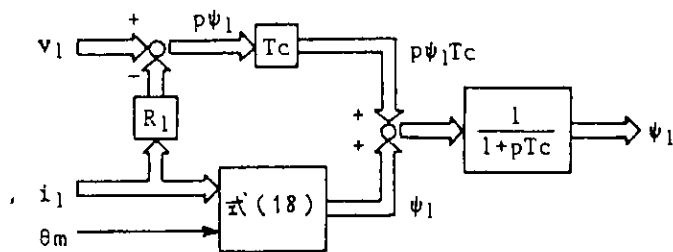


図6 磁束演算補償ブロック図

め積分器として動作し、式(13)の演算が行われる。この方式によれば、式(13)と式(18)による演算の切り換えを  $1/T_c$  付近の周波数で滑らかに行うことができる。なお、 $T_c$  は両演算による誤差が最小となるように設定される。

## 5. 実験システムと結果

### 5.1. システム構成



図7に本方式の全システム構成を示す。この図では瞬時ベクトルを直交座標成分(d、q軸及びα、β軸成分)に分解して種々の演算が行われている。なお、式(17)より、[C1]及び[C2]では以下に示す回転座標変換が行われる。

$$\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = [C1] \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{1d} \\ \psi_{1q} \end{bmatrix} = [C2] \begin{bmatrix} \psi_{1\alpha} \\ \psi_{1\beta} \end{bmatrix}$$

(19)

ただし、

$$[C1] = \begin{bmatrix} \cos \theta_m & \sin \theta_m \\ -\sin \theta_m & \cos \theta_m \end{bmatrix}, \quad [C2] = \begin{bmatrix} \cos \theta_m & -\sin \theta_m \\ \sin \theta_m & \cos \theta_m \end{bmatrix}$$

である。

### 5. 2. 磁束制御による効率改善

図8(a)と(b)は一次鎖交磁束の大きさを制御することにより得られた無負荷損及び騒音の改善を示した一例である。磁束が最大値の33%になっていることは、約10%のトルクに相当しており、この状態で無負荷損は全回転領域にわたって70W以下におさえられ、通常の約1/2に改善される。同様に騒音レベルも10~15dB改善されている。

### 5. 3. 磁束演算の補償

図9は運転周波数0.16Hzにおける一次鎖交磁束の制御演算値と実際の値を示した実験結果である。同図(a)は式(13)を用いて制御を行った時の磁束軌跡であるが、このような低速領域では制御演算値と実際の値との間で大きな誤差が見られ、磁束制御が良好に行われていない。一方、(b)は式(18)を用いて制御した場合を示している。図を見てもわかるように、この磁束演算法によれば極低速運転時においても正確な磁束演算値が得られ、安

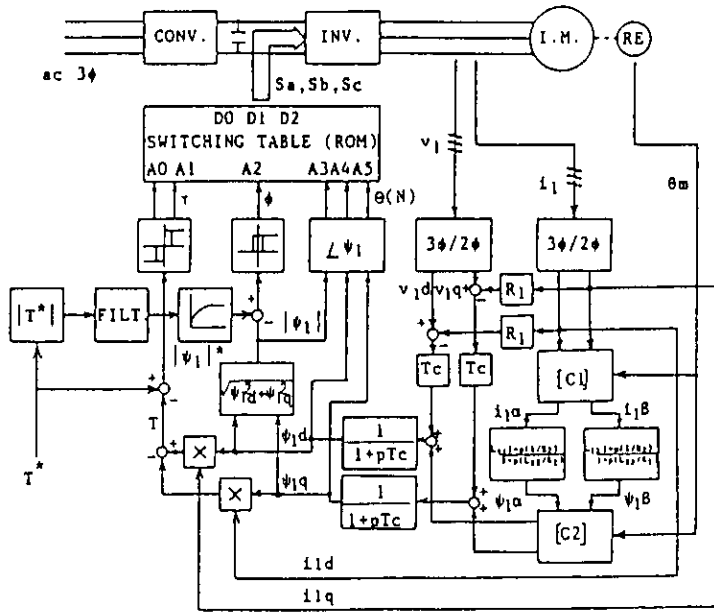
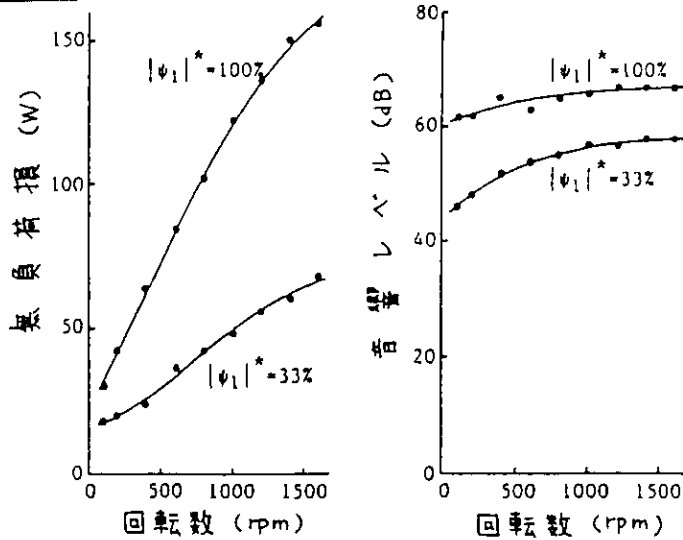


図7 システム構成



(a) 無負荷損 (b) 騒音レベル

図8 効率及び騒音の改善

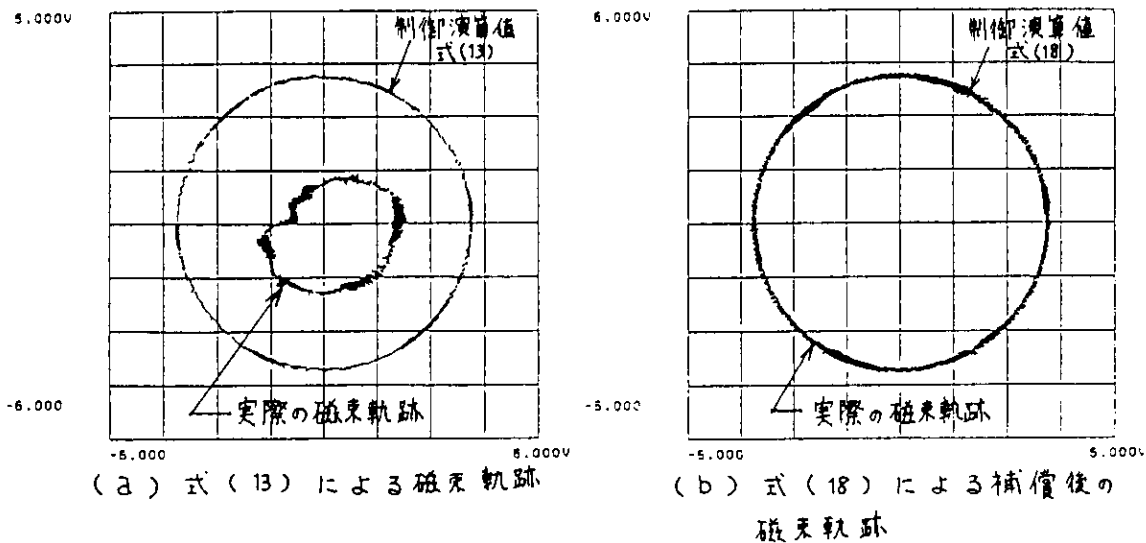


図9 磁束演算補償の実験結果

定した制御を行うことができる。

## 6. 結言

本論文では先に発表された誘導電動機の新制御法に関して、効率改善の磁束制御法と低速運転時における磁束演算補償法を新たに提案した。さらに電流追従形インバータによるベクトル制御との比較も行い、以下の結論を得た。

- (1) 高速トルク応答とトルクリップル、高調波損失の低減を両立できる。
  - (2) 運転状況に応じた磁束制御により、高効率運転が実現できる。
  - (3) 低速運転時でも簡単な磁束演算補償により良好な制御が可能である。
- 以上より、本方式はベクトル制御に劣らない優れた制御法であるといえよう。

## 参考文献

- (1) F. Blaschke、石橋 訳：回転磁界機のトランスベクトル制御の基本（磁界オリエンテーションの原理）、富士時報 45.2.264 (8847-2)
- (2) 難波江 他：誘導電動機のトルク伝達関数定数化制御、電学論 98 B.3.303 (昭53-3)
- (3) 野口・高橋：新理論に基づく誘導電動機の高速度トルク制御法、回転機研究会 RM-84-76.61 (8859-9)
- (4) L.J. Garces: Parameter adaption for the speed controlled static ac drive with a squirrel-cage induction motor, IEEE Trans. IA-16.173 (1980)
- (5) K.B. Nordin, et al: The influence of motor parameter deviations in feed-forward field orientation drive system, IEEE Annu. meet. IAS. 525 (1984)
- (6) 野口・大森 他：誘導機の高速度トルク制御システム（二次抵抗の温度変化とトルク応答）、全国大会 675. (8860-4)
- (7) I. Racz: Dynamic behaviour of inverter controlled induction motors, IFAC Conf. 4B.1 (1965)